

#4

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of)

Yung-soo KIM et al.)

Application No.: 09/576,767)

Filed: May 24, 2000)

For: METHOD FOR TRANSMITTING AND)
RECEIVING ORTHOGONAL)
FREQUENCY DIVISION)
MULTIPLEXING SIGNAL AND)
APPARATUS THEREFOR)

Group Art Unit: Unknown

Examiner: Unknown



CLAIM FOR CONVENTION PRIORITY

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

The benefit of the filing date of the following prior foreign applications in the following foreign country is hereby requested, and the right of priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed:

Korea Patent Application No. 99-18852
Filed: May 25, 1999

Korean Patent Application No. 00-7875
Filed: February 18, 2000

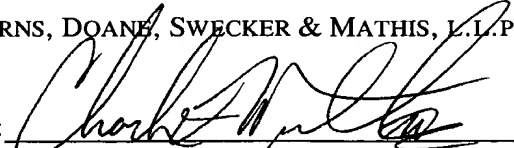
In support of this claim, enclosed are certified copies of said prior foreign applications. Said prior foreign applications were referred to in the oath or declaration. Acknowledgment of receipt of the certified copies is requested.

Respectfully submitted,

BURNS, DOANE, SWECKER & MATHIS, L.L.P.

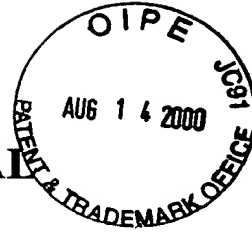
Date: August 14, 2000

By:


Charles F. Wieland III
Registration No. 33,096

P.O. Box 1404
Alexandria, Virginia 22313-1404
(703) 836-6620

**KOREAN INDUSTRIAL
PROPERTY OFFICE**



This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Industrial Property Office.

Application Number: Patent Application No. 99-18852

Date of Application: 25 May 1999

Applicant(s): Samsung Electronics Co., Ltd.

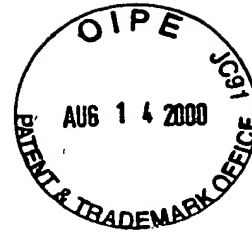
31 January 2000

COMMISSIONER

1019990018852

2000/2/

[Document Name] Patent Application
[Application Type] Patent
[Receiver] Commissioner
[Reference No.] 6
[Filing Date] 1999.05.25
[IPC] G11C
[Title] Signal transmission method and apparatus



[Applicant]
[Name] Samsung Electronics Co., Ltd.
[Applicant code] 1-1998-104271-3

[Attorney]
[Name] Young-pil Lee
[Attorney's code] 9-1998-000334-6
[General Power of Attorney Registration No.] 1999-009556-9

[Attorney]
[Name] Seuk-heum Kwon
[Attorney's code] 9-1998-000117-4
[General Power of Attorney Registration No.] 1999-009576-5

[Attorney]
[Name] Sang-yong Lee
[Attorney's code] 9-1998-000451-0
[General Power of Attorney Registration No.] 1999-009577-2

[Inventor]
[Name] KIM, Yung Soo
[I.D. No.] 640112-1063613
[Zip Code] 463-010
[Address] 111-1002 Hansol Maeul Jeongja-dong, Pundang-gu
Seongnam-city, Kyungki-do
[Nationality] Republic of Korea

1019990018852

2000/2/

[Application Order]

I/We file as above according to Art. 42 of the Patent Law.

Attorney

Young-pil Lee

Attorney

Suk-heum Kwon

Attorney

Sang-yong Lee

[Fee]

[Basic page]	20 Sheet(s)	29,000 won
[Additional page]	20 Sheet(s)	20,000 won
[Priority claiming fee]	0 Case(s)	0 won
[Examination fee]	0 Claim(s)	0 won
[Total]	49,000 won	



[Enclosures]

1. Abstract and Specification (and Drawings)_1 copy



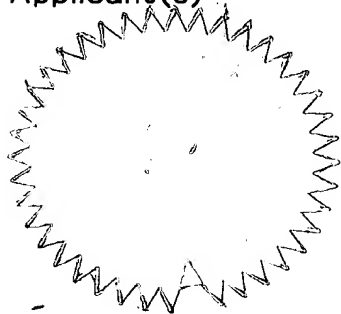
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Industrial Property Office.

출원 번호 : 특허출원 1999년 제 18852 호
Application Number

출원 년 월 일 : 1999년 05월 25일
Date of Application

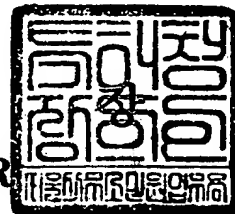
출원인 : 삼성전자 주식회사
Applicant(s)



2000 년 01 월 31 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서류명】	출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	6
【제출일자】	1999.05.25
【국제특허분류】	G11C
【발명의 명칭】	신호 전송 방법 및 장치
【발명의 영문명칭】	Signal transmission method and apparatus
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이영필
【대리인코드】	9-1998-000334-6
【포괄위임등록번호】	1999-009556-9
【대리인】	
【성명】	권석흠
【대리인코드】	9-1998-000117-4
【포괄위임등록번호】	1999-009576-5
【대리인】	
【성명】	이상용
【대리인코드】	9-1998-000451-0
【포괄위임등록번호】	1999-009577-2
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김영수
【성명의 영문표기】	KIM, Yung Soo
【주민등록번호】	640112-1063613
【우편번호】	463-010
【주소】	경기도 성남시 분당구 정자동 한솔마을 111동 1002호
【국적】	KR
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대 리인 필 (인) 대리인 권석흠 (인) 대리인 이상용 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 20 면 20,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 0 항 0 원

【합계】 49,000 원

【첨부서류】

1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】

【요약】

본 발명은 직교 주파수 분할 다중화 방식을 개선한 신호 전송 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

본 발명에 의한 신호 송신 방법은 신호를 부호화하는 단계; 부호화된 N개의 코드 데이터를 하나의 블록으로 하고, 다시 크기가 M인 L개의 소블록들로 나누는 단계; L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 역변환하는 단계; L개의 M-점 고속 푸리에 역변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 역변환 블록을 생성하는 단계; 역변환 블록에 순환 프리픽스를 첨부하는 단계; 및 순환 프리픽스가 첨부된 역변환 블록을 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하고, 본 발명에 의한 신호 수신 방법은 수신된 신호를 디지털 변환하여 신호 샘플들을 얻는 단계; 신호 샘플들로부터 크기 N인 신호 샘플 블록의 시작점을 찾고, 순환 프리픽스를 제거하는 단계; 신호 샘플 블록을 크기가 M인 L개의 소블록으로 나누는 단계; L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 변환하는 단계; L개의 M-점 고속 푸리에 변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 변환 블록을 생성하는 단계; 및 변환 블록으로부터 데이터를 검출하고, 복호화하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

본 발명에 의하면, 기존의 OFDM 방식에 비하여 PAR이 훨씬 감소된 신호를 생성하며, 기존의 단일 반송파 방식에 비하여 등화기의 구조가 간단하게 구현된다.

【대표도】

도 6

【명세서】**【발명의 명칭】**

신호 전송 방법 및 장치{Signal transmission method and apparatus}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 기존의 OFDM 신호 송신장치의 구성을 도시한 블록도이다.

도 2는 기존의 OFDM 신호 수신장치의 구성을 도시한 블록도이다.

도 3은 OFDM 신호의 진폭을 도시한 그래프이다.

도 4는 N값이 각각 2, 4, 8, 16, ..., 1024인 경우의 OFDM 심볼의 PAR 분포를 도시한 그래프이다.

도 5는 본 발명에 의한 신호 송신장치의 일실시예의 구성을 도시한 블록도이다.

도 6은 도 5의 $L*(M\text{-IFFT})$ 의 일실시예의 구성을 도시한 블록도이다.

도 7은 도 6의 송신 분배기의 일실시예를 도시한 것이다.

도 8은 도 6의 송신 결합기의 제1실시예를 도시한 것이다.

도 9는 도 6의 송신 결합기의 제2실시예를 도시한 것이다.

도 10은 본 발명에 의한 신호 수신장치의 일실시예의 구성을 도시한 블록도이다.

도 11은 도 10의 $L*(M\text{-FFT})$ 의 일실시예의 구성을 도시한 블록도이다.

도 12는 도 11의 수신 분배기의 제1실시예를 도시한 것이다.

도 13은 도 11의 수신 분배기의 제2실시예를 도시한 것이다.

도 14는 도 11의 수신 결합기의 일실시예를 도시한 것이다.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <15> 본 발명은 신호 전송 방법 및 그 장치에 관한 것으로서, 특히 직교 주파수 분할 다중화 방식을 개선한 신호 전송 방법 및 그 장치에 관한 것이다.
- <16> 무선 또는 유선 채널을 통하여 데이터를 전송할 경우 전송 속도가 높아질 수록 멀티패스 페이딩(multipath fading) 또는 심볼간 간섭(intersymbol interference:이하에서 ISI라 한다)이 증가하여 신뢰적인 데이터 전송이 어렵게 된다. 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal frequency division multiplexing:이하에서 OFDM이라 한다)와 이산 다중톤(Discrete multitone:이하에서 DMT라 한다)은 멀티패스 페이딩과 ISI에 강하고 대역 효율이 높은 장점이 있어서 유럽에서는 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcast:DAB)과 디지털 텔레비전(Digital TV)의 신호 전송방식으로 채택되었고, 미국에서는 비대칭 디지털 가입자 라인(Asymmetric Digital Subscriber Line:ADSL)과 범용 비대칭 디지털 가입자 라인(Universal Asymmetric Digital Subscriber Line:UADSL)에서 사용된다.
- <17> 도 1은 일반적인 OFDM 신호 전송단계를 나타낸다. 일련의 입력 데이터 비트 b_n 은 부호화기(102)에 의해 서브심볼 X_n 으로 부호화된다. 일련의 X_n 은 직렬/병렬 변환기(104)에 의해 N개의 X_n 으로 이루어진 벡터 또는 블록으로 변환된다. 직렬/병렬 변환기(104)의 출력은 N-점 고속 푸리에 역변환기(N-point inverse fast Fourier transformer:이하에서 N-IFFT라 한다)(106)에 의해 N-점 고속 푸리에 역변환되어 N개의 시간영역 신

호 x_k 로 변환된다. 여기서 n 은 주파수 영역 인덱스이며, k 는 시간 영역 인덱스이다.

<18> 【수학식 1】

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi kn/N}, \quad k=0, \dots, N-1$$

<19> 병렬/직렬 변환기(108)는 N 개의 구성요소들로 이루어진 벡터 또는 블록을 일련의 시간영역 신호 x_k 로 변환시킨다. 순환프리픽스 추가기(110)는 N 개의 신호들 중에서 마지막 G 개의 신호들을 복사하여 N 개 신호들 맨 앞에 첨부한다. 이 G 개의 신호들을 순환 프리픽스(cyclic prefix)라고 부른다. 이 $(N+G)$ 개의 신호 샘플들은 시간영역에서 하나의 OFDM 심볼 블록을 이룬다. 이와 같은 OFDM 심볼 블록들이 연속적으로 디지털/아날로그 변환기(112)를 통하여 아날로그 신호로 변환되고, 적절한 중간 주파수(Intermediate Frequency:이하에서 I/F라 한다) 및 무선 주파수(Radio Frequency:이하에서 R/F라 한다) 처리 과정을 거쳐서 출력된다. 이상의 과정은 기존의 OFDM 시스템에서 신호를 전송하는 보통의 과정이다. 여기서 부호화기(102)와 직렬/병렬 변환기(104)의 순서를 바꾸어도 아무런 문제가 없다.

<20> 도 2는 일반적인 OFDM 신호 수신 단계를 나타낸다. 수신되는 아날로그 신호는 적절한 R/F 및 I/F 처리 과정에 의해 베이스밴드 신호 $r(t)$ 로 변형되고, 다시 아날로그/디지털 변환기(202)를 통하여 샘플링되어서 디지털 신호 r_k 로 변환된다. 순환프리픽스 제거기(204)는 수신된 신호에서 OFDM 심볼 블록의 시작점을 찾아서 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 제거한 다음, N 개의 신호 샘플들을 출력한다. 직렬/병렬 변환기(206)는 다시 일련의 신호 샘플들을 크기 N 의 벡터로 변환하여 N -점 고속 푸리에 변환기(N -point fast Fourier transformer:이하에서 N-FFT라 한다)(208)로 출력한다. N-FFT(208)는 N -

점 고속 푸리에 변환하는 단계로서, 시간영역 신호 r_k 를 주파수 영역 신호 R_n 으로 변환시킨다.

<21> 【수학식 2】

$$R_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi kn/N}, \quad n=0, \dots, N-1$$

<22> 주파수영역등화기(frequency domain equalizer:이하에서 FEQ라 한다)(210)은 N-FFT(208) 출력 R_n 에 각 주파수 인덱스 n 별로 주파수영역등화기의 탭값을 곱하여 채널에서 발생한 신호변형을 보상해 준다. 검출기(212)는 FEQ(210)의 출력 Z_n 으로부터 원래 전송된 서브심볼 X_n 을 검출한다. 병렬/직렬 변환기(214)가 크기 N 의 벡터를 일련의 신호들로 변환한 다음, 복호화기(216)에서 원래 데이터 비트 b_n 을 복호화한다. 이상은 기존의 OFDM 시스템이 신호를 수신하는 보통의 단계를 나타낸다. 여기서 병렬/직렬 변환기(214)와 복호화기(216)의 순서를 바꾸어도 아무런 문제가 없으며, 또한 검출기(212)와 복호화기(216)를 하나의 단계에서 한꺼번에 수행할 수도 있다.

<23> 여러개의 서브심볼 X_n 을 수학식 1과 같이 합하였기 때문에, 시간영역 OFDM 신호 x_k 는 중앙 한계의 정리(central limit theorem)에 의해서 가우시안(Gaussian) 분포를 갖는다. 그 결과 신호의 피크 대 평균 전력비(peak-to-average power ratio:이하에서 PAR이라 한다)가 매우 큰 특성이 있다.

<24> 도 3은 $N=256$ 이고 X_n 이 4중 위상 편이 방식(Quadrature Phase Shift Keying:QPSK) 심볼일 때, 시간영역 OFDM 신호의 진폭값을 나타낸다. 신호의 PAR가 크면 송신단의 디지털/아날로그 변환기에서 클리핑(clipping)이 발생하거나 양자화 노이즈(quantization noise)가 크게 발생한다. 또한 신호를 전송할 때 R/F단의 고전력 증폭기(High Power

Amplifier: 이하에서 HPA라 한다)에서 클리핑(clipping)과 비선형적 왜곡이 발생하여 성능이 급격히 저하된다. 이 문제를 피하기 위하여 고의로 HPA가 매우 낮은 전력에서 동작하도록 제한할 경우, HPA의 효율을 크게 저하시키고 전체 시스템 성능을 저하시키는 문제가 발생한다.

<25> 어떤 j 번째 OFDM 심볼 $x_{j,k}$ 의 PAR는 다음과 같이 정의된다.

<26> 【수학식 3】

$$\xi_j = \frac{\max_{0 \leq k \leq N} |x_{j,k}|}{\sigma_x}$$

<27> 시간영역 OFDM 신호는 매 심볼마다 피크 전력값이 다르므로, PAR 값을 미리 구할 수 없고 통계적 특성만 구할 수 있다. 도 4는 $N=2, 4, 8, 16, \dots, 1024$ 로 변화될 때 주어진 OFDM 시스템의 신호의 PAR 값이 어떤 값 ξ_0 보다 클 확률 $\Pr\{\xi_j > \xi_0\}$ 을 나타낸다.

<28> 주어진 OFDM 시스템에서 발생할 수 있는 최대 PAR는 Parseval's theorem을 통하여 쉽게 구할 수 있으며, 다음의 결과는 연구논문['OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation', Annals of Telecommunications, vol.52, no.1-2, pp.58-67, February 1997]에서 도달한 결론과 동일하다. N 개 서브심볼을 갖는 OFDM 신호에서 발생할 수 있는 최대 PAR는 다음과 같다.

<29> 【수학식 4】

$$\xi_j = \frac{\max_{0 \leq k \leq N} |x_{j,k}|}{\sigma_x}$$

<30> 여기서 σ_x^2 는 시간영역 신호의 분산(variance)이다. 그러면,

<31> 【수학식 5】

$$\max_{j, 0 \leq k \leq N} |x_{j,k}| = \max_n |X_n| = C$$

<32> 【수학식 6】

$$\sigma_x^2 = \sigma_X^2 / N$$

<33> 여기서 σ_x^2 는 주파수영역 신호 X_n 의 분산이며, $\max_n |X_n| = C$ 는 서브심볼 X_n 의 배열(constellation)로부터 간단히 구할 수 있다. 그러므로 수학식 3의 PAR는 다음과 같이 구할 수 있다.

<34> 【수학식 7】

$$\xi = \sqrt{N} \xi_x$$

<35> 여기서, $\xi_x = C / \sigma_x$ 는 주어진 서브심볼 X_n 의 PAR를 나타낸다. 기존의 단일 반송파(single carrier) 방식은 심볼을 그대로 전송하므로, ξ_x 는 기존의 단일 반송파 방식의 PAR 값이기도 하다. 그러므로, 수학식 7은 다중반송파(multicarrier) 방식인 OFDM 시스템의 신호가 기존의 단일 반송파 전송방식 신호에 비하여 PAR가 얼마만큼 큰가를 나타내는 수식이다.

<36> 이상과 같이 기존의 OFDM 시스템은 N-point IFFT/FFT를 사용하기 때문에 신호의 PAR가 매우 커서, 시스템 구현시 매우 중대한 문제를 야기시킨다. 따라서, OFDM 신호의 PAR를 줄이기 위한 방법이 많이 연구되어 왔다. OFDM 신호의 PAR를 줄이기 위한 종래의 방법들을 살펴보면, OFDM 심볼 크기 N이 작은 경우 알고리즘이 간단하면서도 매우 효과적이지만, 동일한 방법을 N이 큰 경우에는 적용할 수 없는 문제가 있다. 또, N이 큰 경우에 적용되는 알고리즘은 PAR를 많이 줄일수록 복잡도와 정보손실이 크게 증가하는

문제가 있다.

<37> 연구논문 [A.E. Jones, T.A. Wilkinson and S.K. Barton, 'Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes', Electronics Letters, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, December 1994], [S.J. Shepherd, P.W.J. Van Eetvelt, C.W. Wyatt- Millington and S.K. Barton, 'Simple coding scheme to reduce peak factor in QPSK multicarrier modulation', Electronics Letters, vol. 31, no. 14, pp. 113-114, July 1995], [Richard D.J. van Nee, 'OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction', proc. of Globecom'96, pp. 740-744, London, November 1996] 등의 방법들은 간단한 코딩(coding)을 사용하여 OFDM 신호의 PAR를 줄인다. 이 방법들은 그 구현이 간단하고 PAR를 줄이는데 매우 효과적이지만 N 이 16보다 큰 OFDM 심볼의 경우 적용할 수 없는 문제가 있다.

<38> 미국 발명특허 5787113과 5623513 'Mitigating clipping and quantization effects in digital transmission systems', 그리고 논문['Mitigating clipping noise in Multi-carrier systems', proc. of ICC'97, pp. 715-719, 1997]은 모든 시간영역 OFDM 심볼 블록의 피크 전력값을 구한다. 구한 피크 전력값이 어떤 문턱값보다 클 경우, 그 OFDM 심볼 블록의 모든 신호 샘플들을 적절한 비율로 감소시킨 다음, 감소한 스케일(scale)값을 OFDM 신호와 함께 전송한다. 수신단은 수신된 OFDM 신호에서 이 스케일 값을 먼저 검출한 다음, 신호의 크기를 원래대로 복원하여 데이터를 검출한다. 신호의 크기를 줄이지 않으면 HPA에서 발생하는 클리핑과 비선형 왜곡으로 인해 잡음이 크게 발생하는 결과를 초래하므로, 이 방법은 신호감소로 인한 신호의 전력 손실보다 잡음 전력 감소로 인한 전체적인 성능 개선 효과를 얻고자 하였다. 그러나 결국 신호의 크기를 줄

여야 하므로 수신단에서 신호대 잡음비가 감소되는 문제가 발생하며, PAR의 감소 정도도 크지 않는 한계가 있다. 또한, 수신단에서 스케일 값을 오류없이 검출해야 성능 개선효과가 있을 수 있지만, 만약 이 스케일 값이 잘못 검출되는 경우 해당 OFDM 심볼 블록은 검출 신뢰도가 낮아지게 되고 전체 성능이 오히려 나빠지게 된다.

<39> 미국 발명특허 5610908 'Digital signal transmission system using frequency division multiplexing'은 먼저 QPSK 서브심볼로 이루어진 OFDM 심볼을 IFFT하여 시간영역 신호를 얻는다. 그 다음, 이 신호를 그대로 전송하지 않고 클리핑을 한 다음 다시 FFT하여 클리핑된 주파수영역 신호를 얻는다. 주파수영역 신호에서 원하는 신호의 위상은 원래대로 복원하고, 밴드 에지(band edge) 부근의 신호를 감쇠시킨다. 그러면 사용하지 않는 주파수 인덱스에 어떤 신호값이 남게 되고, 두번째로 IFFT하여 얻은 시간영역 신호는 첫번째 신호보다 피크 전력값이 작게된다. 이 방법은 IFFT를 한번만 사용하는 경우보다 신호의 피크 전력이 감소되는 효과가 어느정도 있지만, 이 감소 정도는 사용하지 않는 주파수 인덱스가 많을수록 커진다. 그러므로 피크 전력을 많이 감소시키려면 정보손실이 많아야 하는 단점이 있다.

<40> 참고문헌 [Allan Gatherer and Michael Polley, 'Clip mitigation techniques for T1.413 Issue3', T1E1.4/97-397, December 1997]과 [Jose Tellado and John M. Cioffi, 'PAR reduction in multi-carrier transmission systems', T1E1.4 VDSL, T1E1.4/97-367, December 8, 1997]은 여분의(redundant) 주파수 인덱스에 적절한 값을 지정하여 시간영역 OFDM 신호의 피크를 소거하는 방법이다. 이 방법에서 피크 전력 감소 효과를 크게 하려면, 여분의 주파수를 늘려야 하며 정보 손실이 그에 따라 늘어나야 한다.

<41> 참고문헌 [Stefan H. Muller and Johannes B. Huber, 'A comparison of peak power

reduction schemes for OFDM', proc. of Globecom'97, pp. 1-5, 1997]은 OFDM 신호의 주파수영역 위상을 변경하여 시간영역 피크 전력을 줄이는 2가지 방법을 비교하였다. 이 방법들은 여러개의 N-point IFFT를 동시에 수행해야 하므로 매우 복잡하며, 위상변화 정보를 데이터와 함께 전송해야 하므로 정보손실이 발생하고, 또한 수신단에서 위상변화 정보를 오류없이 검출해야 하는 문제가 있다.

<42> 기존의 단일 반송파 신호 전송방식은 PAR가 크지 않으므로 OFDM 시스템이 겪는 이와 같은 문제를 갖지 않는다. 기존의 단일 반송파 방식은 등화기를 시간영역에서 학습(training)하고 동작시킨다. 그런데, 데이터 전송속도가 증가하면 채널의 신호간섭이 급격히 커져서 수신부에서의 등화기 탭(equalizer tap) 수가 매우 많아져야 한다. 이 경우 등화기의 학습이 매우 오래 걸리고 동작이 매우 복잡해지는 문제가 발생한다. 이에 비하여, OFDM 시스템의 FEQ는 주파수 영역에서 학습하고 동작하는데, 각 주파수별로 1개의 탭만 있으므로 학습과 동작이 매우 간단한 장점이 있다. 그러므로 고속 데이터 전송에 있어서는 OFDM 방식이 더 적합한 점이 있지만, 신호의 PAR가 크다는 결점으로 인하여 실용화에 어려움을 겪고 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<43> 본 발명은 상기의 문제점을 해결하기 위하여 창작된 것으로서, 기존의 OFDM 방식에 비하여 PAR이 훨씬 감소된 신호를 생성하며, 기존의 단일 반송파 방식에 비하여 등화기의 구조가 간단한 신호 송/수신 방법 및 그 장치를 제공함을 그 목적으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<44> 상기의 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 의한 신호 송신 방법은 (a) 신호를 부

호화하는 단계; (b) 부호화된 N개의 코드 데이터를 하나의 블록으로 하고, 다시 크기가 M인 L개의 소블록들로 나누는 단계(여기서, N,M,L은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$); (c) 상기 L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 역변환하는 단계; (d) L개의 M-점 고속 푸리에 역변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 역변환 블록을 생성하는 단계; (e) 상기 역변환 블록에 순환 프리픽스를 첨부하는 단계; 및 (f) 순환 프리픽스가 첨부된 역변환 블록을 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<45> 상기의 다른 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 의한 신호 수신 방법은 (a) 수신된 신호를 디지털 변환하여 신호 샘플들을 얻는 단계; (b) 상기 신호 샘플들로부터 크기 N인 신호 샘플 블록의 시작점을 찾고, 순환 프리픽스를 제거하는 단계; (c) 상기 신호 샘플 블록을 크기가 M인 L개의 소블록으로 나누는 단계(여기서, N,M,L은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$); (d) 상기 L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 변환하는 단계; (e) L개의 M-점 고속 푸리에 변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 변환 블록을 생성하는 단계; 및 (f) 상기 변환 블록으로부터 데이터를 검출하고, 복호화하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<46> 상기의 또 다른 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 의한 신호 송신장치는 신호를 부호화하는 부호화기; 부호화된 N개의 코드 데이터를 하나의 블록으로 하고, 다시 크기가 M인 L개의 소블록들로 나누는 송신분배기(여기서, N,M,L은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$); 상기 L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 역변환하는 L개의 M-점 고속 푸리에 역변환기; L개의 M-점 고속 푸리에 역변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 역변환 블록을 생성하는 송신 결합기; 상기 역변환 블록에 순환 프리픽스를 첨부하는 순환

프리픽스 추가; 및 상기 순환 프리픽스가 첨부된 역변환 블록을 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 디지털/아날로그 변환기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<47> 상기의 또 다른 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 의한 신호 수신장치는 수신된 신호를 디지털 변환하여 신호 샘플들을 얻는 아날로그/디지털 변환기; 상기 신호 샘플들로부터 크기 N 인 신호 샘플 블록의 시작점을 찾고, 순환 프리픽스를 제거하는 순환프리픽스 제거기; 상기 신호 샘플 블록을 크기가 M 인 L 개의 소블록으로 나누는 수신 분배기(여기서, N, M, L 은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$); 상기 L 개의 소블록들을 각각 M -점 고속 푸리에 변환하는 L 개의 M -점 고속 푸리에 변환기; L 개의 M -점 고속 푸리에 변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N 인 변환 블록을 생성하는 수신 결합기; 상기 변환 블록으로부터 데이터를 검출하는 검출기; 및 상기 검출된 데이터를 복호화하는 복호화기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<48> 이하에서 첨부된 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명한다.

<49> 본 발명에 의해 신호를 생성하여 송신하는 장치의 일실시예는 도 5와 같이 나타낼 수 있다. 도 5에 의하면, 본 발명에 의한 신호 송신장치의 일실시예는 부호화기(502), 직렬/병렬 변환기(504), L 분배 M -점 고속 푸리에 역변환기(이하에서 $L*(M\text{-IFFT})$ 라 한다)(506), 병렬/직렬 변환기(508), 순환프리픽스 추가기(510) 및 디지털/아날로그 변환기(512)를 포함하여 구성된다. 도 5에 의한 본 발명의 구성은 도 1에 의한 종래의 기술의 구성에서 $N\text{-IFFT}$ (106)을 $L*(M\text{-IFFT})$ (506)으로 대체한 것과 동일하다. 즉, 본 발명의 신호 송신장치에서 부호화기(502), 직렬/병렬 변환기(504), 병렬/직렬 변환기(508), 순환프리픽스 추가기(510) 및 디지털/아날로그 변환기(512)는 각각 도 1의 부호화기(102), 직렬/병렬 변환기(104), 병렬/직렬 변환기(108), 순환프리픽스 추가기(110) 및

디지털/아날로그 변환기(112)에 대응하는 구성요소이다.

<50> 도 6은 도 5의 $L \cdot (M\text{-IFFT})(506)$ 의 일실시예를 나타내며, 그 작용을 설명하면 다음과 같다. 송신분배기(506a)는 크기가 N 인 입력신호 블록을 크기가 M 인 L 개의 작은 블록으로 나눈다. 그 다음, 각 블록은 L 개의 $M\text{-IFFT}(506b-1, 506b-2, \dots, 506b-L)$ 에 의해 M -점 고속 푸리에 역변환된다. 여기서 $M \cdot L = N$ 이다. 그 다음, 송신결합기(506c)는 L 개의 $M\text{-IFFT}$ 출력을 인터리브(interleave)하여 다시 크기가 N 인 하나의 블록으로 구성한다.

<51> 도 7은 $N=8, M=2, L=4$ 일때의 송신분배기(506a)의 일실시예를 나타낸다. 도 8과 도 9는 각각 $N=8, M=2, L=4$ 일때의 송신결합기(506c)의 제1실시예 및 제2실시예를 나타낸다.

<52> 이 과정을 수식으로 나타내면 다음과 같다. L 개의 소블록 $X'_\nu, \nu=0,1,\dots,L-1$ 은 다음과 같이 입력 벡터 X_n 로부터 만든다.

<53> 【수학식 8】

$$X'_\nu = X_{LM+\nu} = X_n, \quad n = LM + \nu, \quad \nu = 0, 1, \dots, M-1$$

<54> L 개의 $M\text{-IFFT}(506b-1, 506b-2, \dots, 506b-L)$ 은 각각 $X'_\nu, \nu=0,1,\dots,L-1$ 를 입력으로 하고 수학식 9의 M -점 고속 푸리에 역변환을 수행하여 $x'_m, m=0,1,\dots,M-1$ 을 출력한다.

<55> 【수학식 9】

$$x'_m = \frac{1}{M} \sum_{\nu=0}^{L-1} X'_\nu e^{j2\pi m \nu / M}, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

<56> 송신결합기(506c)는 L 개의 $M\text{-IFFT}(506b-1, 506b-2, \dots, 506b-L)$ 의 출력 $x'_m, m=0,1,\dots,M-1$ 을 하나의 블록으로 결합하여 $x_k, k=0,1,\dots,N-1$ 를 출력한다.

수학식 10은 도 8의 제1실시예를 나타내는 수식이며, 수학식 11은 도 9의 제2실시예를 나타내는 수식이다.

<57> 【수학식 10】

$$x_k = x_{LM+m} = x_m^l, \quad k = LM + m, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

<58> 【수학식 11】

$$x_k = x_{mL+l} = x_m^l, \quad k = mL + l, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

<59> 본 발명에 의한 신호 송신장치는 이와 같이 생성된 N개의 시간영역 신호 샘플 $x_k, k=0, 1, \dots, N-1$ 의 마지막 G개 샘플을 복사하여 N개 샘플 맨 앞에 순환 프리픽스(cyclic prefix)로서 첨부하여 하나의 시간영역 OFDM 심볼 블록을 만든 다음, 아날로그 신호로 변환하고 송신한다.

<60> 도 10은 본 발명에 의한 신호 수신장치의 일실시예를 나타낸다. 수신된 아날로그 신호 $r(t)$ 는 아날로그/디지털 변환기(1002)에 의해 샘플링되어 디지털 신호 r_k 로 변환된다. 순환프리픽스 제거기(1004)는 수신된 신호에서 각 OFDM 심볼 블록의 시작점을 찾아서 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 제거한 다음 N개의 신호 샘플을 출력한다. 직렬/병렬 변환기(1006)는 다시 일련의 신호 샘플을 크기 N의 벡터로 변환하여 N-FFT(1008)로 출력한다. N-FFT(1008)는 시간영역 신호 r_k 를 주파수 영역 신호 R_n 으로 변환시킨다. FEQ(1010)는 N-FFT(1008)의 출력 R_n 에 각 주파수 인덱스 n별로 주파수 영역 등화기의 탭 값을 곱하여 채널에서 발생한 신호변형을 보상하고, W_n 을 출력한다. N-IFFT(1020)은 입력 신호 W_n 을 N-점 고속 푸리에 역변환하여 시간영역 신호 w_k 로 변환한다. 여기서, N-FFT(1008), FEQ(1010) 및 N-IFFT(1020)에 의해 처리되는 일련의 과정은 수신 신호 r

k 로부터 채널의 왜곡을 보정한 신호 w_k 를 얻기 위한 수단을 예를 들어 나타내는 것이며, 다른 필터링 과정을 통하여 동일한 효과를 달성하여도 본 발명의 구현에 있어서는 아무런 문제가 없다.

<61> 도 11은 도 10의 L분배 M-점 고속 푸리에 변환기(이하에서 $L*(M\text{-FFT})$ 라 한다)(1022)의 일실시예를 나타내며, 그 작용을 설명하면 다음과 같다. 수신분배기(1022a)는 크기가 N인 입력 신호 블록을 크기가 M인 L개의 작은 블록들로 나눈다. 그 다음, 각 블록을 L개의 M-FFT(1022b-1, 1022b-2, ..., 1022b-L)를 통하여 M-점 고속 푸리에 변환을 한다. 여기서, $M \times L = N$ 이다. 그 다음, 수신결합기(1022c)은 L개의 M-FFT(1022b-1, 1022b-2, ..., 1022b-L)의 출력을 인터리브(interleave)하여 다시 크기가 N인 하나의 블록으로 구성한다. 도 12와 도 13은 각각 $N=8$, $M=2$, $L=4$ 일때 수신분배기(1022a)의 제1실시예 및 제2실시예를 나타낸 것이다. 도 14는 $N=8$, $M=2$, $L=4$ 일때 수신결합기(1022c)의 실시예를 나타낸다. 도 12는 신호 송신장치의 송신결합기(506c)가 도 8과 같이 구현된 경우에 대응하는 신호 수신장치의 수신분배기(1022a)의 구조를 나타낸다. 도 13은 신호 송신장치의 송신결합기(506c)가 도 9와 같이 구현된 경우에 대응하는 신호 수신장치의 수신분배기(1022a)의 구조를 나타낸다. 수학적 식 12는 도 12에 도시된 수신분배기(1022a)의 제1실시예를 나타내는 수식이며, 수학적 식 13은 도 13에 도시된 수신분배기(1022a)의 제2실시예를 나타내는 수식이다.

<62> 【수학적 식 12】

$$\omega_m^l = \omega_{LM+m} = \omega_k, \quad k = LM+m, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

<63> 【수학적 식 13】

$$\omega_m^l = \omega_{mL+l} = \omega_k, \quad k = mL+l, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

<64>

L개의 M-FFT(1022b-1, 1022b-2, ..., 1022b-L)는 $\omega_m^l, l=0,1,\dots,L-1$ 를 입력으로
하고 수학적식 14의 M-점 고속 푸리에 변환을 수행하여 $W_\nu^l, l=0,1,\dots,L-1$ 을 출력한다.

<65> 【수학적식 14】

$$W_\nu^l = \sum_{m=0}^{M-1} \omega_m^l e^{-j2\pi m\nu/M}, l=0,1,\dots,L-1, \nu=0,1,\dots,M-1$$

<66>

그 다음, 수신결합기(1022c)는 수학적식 15와 같이 L개의 M-FFT(1022b-1, 1022b-2,
..., 1022b-L)의 출력 $W_\nu^l, l=0,1,\dots,L-1$ 을 인터리브(interleave)하여 다시 크기가 N
인 하나의 블록 Z_n 을 만든다.

<67> 【수학적식 15】

$$Z_n = Z_{LM+\nu} = W_\nu^l, n=LM+\nu, l=0,1,\dots,L-1, \nu=0,1,\dots,M-1$$

<68>

마지막으로 검출기(1012)는 Z_n 로부터 X_n 을 검출한다.

【발명의 효과】

<69>

본 발명은 $L=N, M=1$ 으로 할 경우 도 5의 L*(M-IFFT)(506)은 입력과 출력이 동일해
지므로 결과적으로 시간영역에서 신호를 발생하게 된다. 이 경우, 송신단의 직렬/병렬
변환기(504)와 병렬/직렬 변환기(508)가 필요없어진다. 또한, 도 10의 L*(M-FFT)(1022)
도 입력과 출력이 동일해진다. 이 경우, 본 발명에 의한 신호 전송 방식은 신호를 시간
영역에서 생성하여 송신하고, 시간 영역에서 데이터를 검출한다는 점에서 기존의 단일
반송파 신호 전송 방식과 같다. 그러나, 본 발명에 의한 신호 전송 방식은 신호 송신장
치에서는 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 크기 N블록별로 첨가하고 신호 수신장치에서
는 수신 신호에서 순환 프리픽스를 제거하며, N-FFT(1008), FEQ(1010) 및 N-IFFT(1020)

에 의한 처리에 의해 데이터를 검출하는 점에 있어서 단일 반송파 방식과는 다르다. 본 발명에 의하면, 신호 수신장치의 등화기를 주파수 영역에서 동작하게 하여 기존 단일 반송파 신호 전송방식에서 등화기가 길어졌을 때 갖는 문제점을 쉽게 해결해 준다.

<70> 본 발명은 도 5의 $L*(M\text{-IFFT})(506)$ 으로 시간영역 신호를 생성하므로 신호의 최대 PAR 값은 다음과 같다.

<71> 【수학식 16】

$$\xi = \sqrt{N} \xi_x = \sqrt{N/L} \xi_x$$

<72> 즉, 본 발명에 의한 신호의 최대 PAR 값은 기존의 OFDM 신호에 비하여 $1/\sqrt{L}$ 로 작아진다. 특히, $M=1$, $L=N$ 으로 할 경우, 본 발명에 의한 신호의 PAR 값은 기존의 단일 반송파 방식의 값과 같아진다.

<73> 또한, $1 < M < N$ 인 경우, 본 발명은 기존의 OFDM 신호의 PAR를 줄이기 위한 종래의 방법들과 함께 동작하여 신호의 PAR를 더욱 줄일 수 있을 뿐만 아니라 종래의 PAR 감소 방법들의 작용을 더욱 개선한다.

<74> 연구논문 [Richard D.J. van Nee, 'OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction', proc. of Globecom'96, pp. 740-744, London, November 1996]의 경우, $N=16$ 이고 8-심볼 보상 코드(complementary code) 2개를 인터리빙(interleaving)하여 사용한다. $N=8$ 인 기존의 OFDM 시스템에서 8-심볼 보상 코드를 사용할 경우 신호의 PAR가 3dB이지만, $N=16$ 이고 8-심볼 보상 코드를 2개 사

용할 경우 PAR는 6.24dB로 증가한다. 그러나, 본 발명의 방법에서 $N=16$, $L=2$, $M=8$ 로 한 다음 신호를 생성할 경우, 신호의 PAR가 3dB이므로 종래의 방법에 비하여 PAR를 3.24 dB 감소시키는 효과를 얻는다. 일반적으로 코드를 사용하여 신호의 PAR를 줄이는 방법들은 N 이 커지면 수신단 복호화기의 복잡도가 급격히 증가하여 실제 구현이 불가능하게 되고 단지 N 이 작을 때만 구현이 가능하다는 문제가 있다. 그러나, 본 발명에 의하면 N 이 큰 심볼을 L 개의 작은 블록들로 나누어 코딩할 수 있으므로 N 이 큰 경우에도 이 코드를 사용할 수 있게 하는 장점이 있다.

<75> 미국 발명특허 5787113과 5623513 'Mitigating clipping and quantization effects in digital transmission systems'에서는 신호의 피크 전력이 클리핑 레벨(clipping level)을 넘을 경우, 해당 OFDM 심볼의 전체적인 크기를 줄여야하므로 심볼 전체의 전력을 줄이는 문제가 발생한다. 그러나 본 발명에 의해 크기가 M 개인 L 개의 소블록으로 나누어서 PAR 감소 방법을 적용할 경우, 심볼 전체가 아닌 일부 샘플들만 그 크기를 줄이므로 전체 신호의 전력 감소가 종래의 방법보다 적어진다. 또한, 수신단에서 신호감소 정보를 검출할 때, 종래의 방법은 이 정보에 오류가 발생하면 전체 심볼 검출에 치명적인 영향을 주지만, 본 발명에 의한 PAR 감소 방법을 적용할 경우, 신호감소 정보는 해당 블록에만 영향을 주고 전체적으로는 영향을 주지 않는다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

신호를 송신하는 방법에 있어서,

(a) 신호를 부호화하는 단계;

(b) 부호화된 N개의 코드 데이터를 하나의 블록으로 하고, 다시 크기가 M인 L개의 소블록들로 나누는 단계(여기서, N,M,L은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$);

(c) 상기 L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 역변환하는 단계;

(d) L 개의 M-점 고속 푸리에 역변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 역변환 블록을 생성하는 단계;

(e) 상기 역변환 블록에 순환 프리픽스를 첨부하는 단계; 및

(f) 순환 프리픽스가 첨부된 역변환 블록을 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 송신방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 하나의 블록을 이루는 N개의 코드 데이터를 $X_n, n=0,1,\dots,N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 (b) 단계에서 상기 L개의 소블록들($X'_l, l=0,1,\dots,L-1$)은 각각 수식

$$X'_l = X_{lM+\nu} = X_n, \quad n = lM + \nu, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad \nu=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 나누어지고,

각 소블록별로 코드 데이터 X'_l 을 M-점 고속 푸리에 역변환하여 얻는 신호를

x_m^l 라 할 때,

상기 (d) 단계에서 상기 역변환 블록 $x_k, k=0,1,\dots,N-1$ 은 수식

$$x_k = x_{LM+m} = x_m^l, \quad k = LM+m, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 결합되는 것을 특징으로 하는 신호 송신방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 하나의 블록을 이루는 N개의 코드 데이터를 $X_n, n=0,1,\dots,N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 (b) 단계에서 상기 L개의 소블록들($X_\nu^l, l=0,1,\dots,L-1$)은 각각 수식

$$X_\nu^l = X_{LM+\nu} = X_n, \quad n = LM+\nu, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad \nu=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 나누어지고,

각 소블록별로 코드 데이터 X_ν^l 을 M-점 고속 푸리에 역변환하여 얻는 신호를 x_m^l 라 할 때,

상기 (d) 단계에서 상기 역변환 블록 $x_k, k=0,1,\dots,N-1$ 은 수식

$$x_k = x_{mL+l} = x_m^l, \quad k = mL+l, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 결합되는 것을 특징으로 하는 신호 송신방법.

【청구항 4】

신호를 수신하는 방법에 있어서,

- (a) 수신된 신호를 디지털 변환하여 신호 샘플들을 얻는 단계;
- (b) 상기 신호 샘플들로부터 크기 N인 신호 샘플 블록의 시작점을 찾고, 순환 프리픽스를 제거하는 단계;
- (c) 상기 신호 샘플 블록을 크기가 M인 L개의 소블록으로 나누는 단계(여기서, N, M, L은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$);
- (d) 상기 L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 변환하는 단계;
- (e) L개의 M-점 고속 푸리에 변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 변환 블록을 생성하는 단계; 및
- (f) 상기 변환 블록으로부터 데이터를 검출하고, 복호화하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신방법.

【청구항 5】

제4항에 있어서, 상기 하나의 신호 샘플 블록을 이루는 N개의 신호 샘플들을 $\omega_k, k=0, 1, \dots, N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 (c) 단계에서 상기 L개의 소블록들($\omega_m^l, l=0, 1, \dots, L-1$)은 각각 수식

$$\omega_m^l = \omega_{LM+m} = \omega_k, \quad k=LM+m, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad m=0, 1, \dots, M-1$$

에 대응하여 나누어지고,

각 소블록별로 신호 샘플들 ω_m^l 을 M-점 고속 푸리에 변환하여 얻는 신호를

W'_ν 라 할 때,

상기 (e) 단계에서 상기 변환 블록 $Z_n, n=0,1,\dots,N-1$ 은 수식

$$Z_n = Z_{LM+\nu} = W'_\nu, \quad n=LM+\nu, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad \nu=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 결합되는 것을 특징으로 하는 신호 수신방법.

【청구항 6】

제4항에 있어서, 상기 하나의 신호 샘플 블록을 이루는 N개의 신호 샘플들을 $\omega_k, k=0,1,\dots,N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 (c) 단계에서 상기 L개의 소블록들($\omega_m^l, l=0,1,\dots,L-1$)은 각각 수식

$$\omega_m^l = \omega_{mL+l} = \omega_k, \quad k=mL+l, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 나누어지고,

각 소블록별로 신호 샘플들 ω_m^l 을 M-점 고속 푸리에 변환하여 얻는 신호를 W'_ν 라 할 때,

상기 (e) 단계에서 상기 변환 블록 $Z_n, n=0,1,\dots,N-1$ 은 수식

$$Z_n = Z_{LM+\nu} = W'_\nu, \quad n=LM+\nu, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad \nu=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 결합되는 것을 특징으로 하는 신호 수신방법.

【청구항 7】

제4항에 있어서, 상기 (b) 단계와 상기 (c) 단계 사이에

(b.1) 상기 크기 N 인 신호 샘플 블록을 N -점 고속 푸리에 변환하는 단계;

(b.2) 상기 b.1 단계에서 N -점 고속 푸리에 변환된 값들에 주파수영역등화기의 탭 값을 곱하여 채널에 의한 왜곡을 보정하는 단계; 및

(b.3) 상기 b.2 단계에서 왜곡을 보정한 N 개의 샘플들을 N -점 고속 푸리에 역변환하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신방법.

【청구항 8】

신호를 송신하는 장치에 있어서,

신호를 부호화하는 부호화기;

부호화된 N 개의 코드 데이터를 하나의 블록으로 하고, 다시 크기가 M 인 L 개의 소블록들로 나누는 송신분배기(여기서, N, M, L 은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$);

상기 L 개의 소블록들을 각각 M -점 고속 푸리에 역변환하는 L 개의 M -점 고속 푸리에 역변환기;

L 개의 M -점 고속 푸리에 역변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N 인 역변환 블록을 생성하는 송신 결합기;

상기 역변환 블록에 순환 프리픽스를 첨부하는 순환프리픽스 추가기; 및

상기 순환 프리픽스가 첨부된 역변환 블록을 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 디지털/아날로그 변환기를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 송신장치.

【청구항 9】

제8항에 있어서, 상기 하나의 블록을 이루는 N개의 코드 데이터를 $X_n, n=0,1,\dots,N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 송신 분배기는 상기 L개의 소블록들($X_\nu^l, l=0,1,\dots,L-1$)을 각각 수식

$$X_\nu^l = X_{LM+\nu} = X_n, \quad n = LM + \nu, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad \nu=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 나누고,

각 소블록별로 코드 데이터 X_ν^l 을 M-점 고속 푸리에 역변환하여 얻는 신호를 x_m^l 라 할 때,

상기 송신 결합기는 상기 역변환 블록 $x_k, k=0,1,\dots,N-1$ 을 수식

$$x_k = x_{LM+m} = x_m^l, \quad k = LM + m, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad m=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 결합하는 것을 특징으로 하는 신호 송신장치.

【청구항 10】

제8항에 있어서, 상기 하나의 블록을 이루는 N개의 코드 데이터를 $X_n, n=0,1,\dots,N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 송신 분배기는 상기 L개의 소블록들($X_\nu^l, l=0,1,\dots,L-1$)을 각각 수식

$$X_\nu^l = X_{LM+\nu} = X_n, \quad n = LM + \nu, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad \nu=0,1,\dots,M-1$$

에 대응하여 나누고,

각 소블록별로 코드 데이터 X^l 을 M-점 고속 푸리에 역변환하여 얻는 신호를 x_m^l 라 할 때,

상기 송신 결합기는 상기 역변환 블록 $x_k, k=0, 1, \dots, N-1$ 을 수식

$$x_k = x_{mL+l} = x_m^l, \quad k = mL+l, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad m=0, 1, \dots, M-1$$

에 대응하여 결합하는 것을 특징으로 하는 신호 송신장치.

【청구항 11】

신호를 수신하는 장치에 있어서,

수신된 신호를 디지털 변환하여 신호 샘플들을 얻는 아날로그/디지털 변환기;

상기 신호 샘플들로부터 크기 N인 신호 샘플 블록의 시작점을 찾고, 순환 프리픽스를 제거하는 순환프리픽스 제거기;

상기 신호 샘플 블록을 크기가 M인 L개의 소블록으로 나누는 수신 분배기(여기서, N, M, L은 각각 1이상의 정수이고, $L=N/M$);

상기 L개의 소블록들을 각각 M-점 고속 푸리에 변환하는 L개의 M-점 고속 푸리에 변환기;

L 개의 M-점 고속 푸리에 변환된 소블록들을 결합하여, 크기가 N인 변환 블록을 생성하는 수신 결합기;

상기 변환 블록으로부터 데이터를 검출하는 검출기; 및

상기 검출된 데이터를 복호화하는 복호화기를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신장치.

【청구항 12】

제11항에 있어서, 상기 하나의 신호 샘플 블록을 이루는 N개의 신호 샘플들을 $\omega_k, k=0, 1, \dots, N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 수신 분배기는 상기 L개의 소블록들($\omega_m^l, l=0, 1, \dots, L-1$)을 각각 수식

$$\omega_m^l = \omega_{LM+m} = \omega_k, \quad k = LM+m, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad m=0, 1, \dots, M-1$$

에 대응하여 나누고,

각 소블록별로 신호 샘플들 ω_m^l 을 M-점 고속 푸리에 변환하여 얻는 신호를 W_l^l 라 할 때,

상기 수신 결합기는 상기 변환 블록 $Z_n, n=0, 1, \dots, N-1$ 을 수식

$$Z_n = Z_{LM+\nu} = W_\nu^l, \quad n = LM+\nu, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad \nu=0, 1, \dots, M-1$$

에 대응하여 결합하는 것을 특징으로 하는 신호 수신장치.

【청구항 13】

제11항에 있어서, 상기 하나의 신호 샘플 블록을 이루는 N개의 신호 샘플들을 $\omega_k, k=0, 1, \dots, N-1$ 라고 나타낼 때,

상기 수신 분배기는 상기 L개의 소블록들($\omega_m^l, l=0, 1, \dots, L-1$)을 각각 수식

$$\omega_m^l = \omega_{mL+l} = \omega_k, \quad k = mL + l, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

에 대응하여 나누고,

각 소블록별로 신호 샘플들 ω_m^l 을 M-점 고속 푸리에 변환하여 얻는 신호를 W_ν^l 라 할 때,

상기 수신 결합기는 상기 변환 블록 $Z_n, n=0, 1, \dots, N-1$ 을 수식

$$Z_n = Z_{lM+\nu} = W_\nu^l, \quad n = lM + \nu, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad \nu = 0, 1, \dots, M-1$$

에 대응하여 결합하는 것을 특징으로 하는 신호 수신장치.

【청구항 14】

제11항에 있어서,

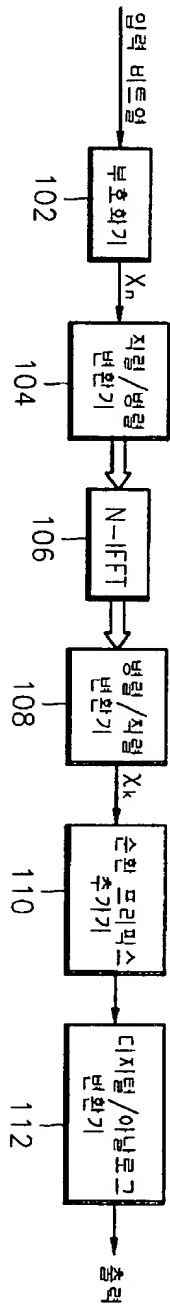
상기 순환프리픽스 제거기에 의해 순환 프리픽스가 제거된 크기 N인 신호 샘플 블록을 N-점 고속 푸리에 변환하는 N-점 고속 푸리에 변환기;

상기 N-점 고속 푸리에 변환기에 의해 N-점 고속 푸리에 변환된 값들에 주파수영역 등화기의 탭값을 곱하여 채널에 의한 왜곡을 보정하는 주파수영역 등화기; 및

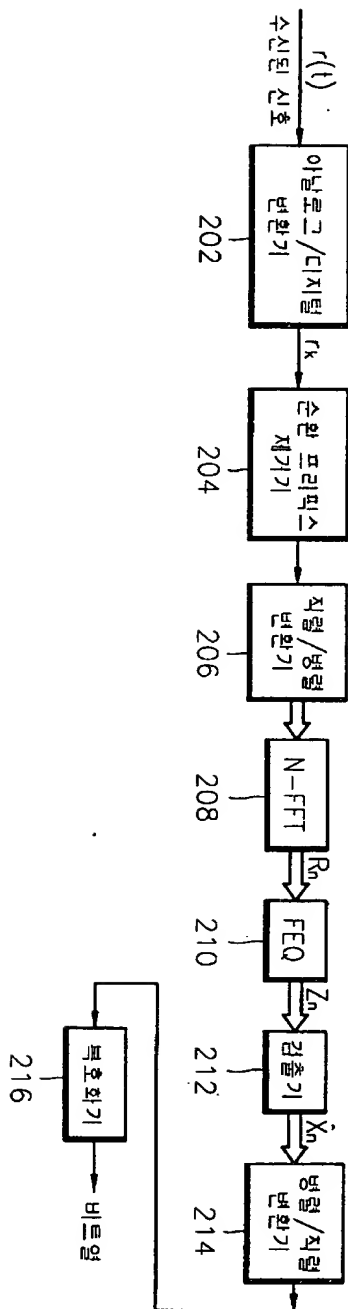
상기 주파수영역 등화기에 의해 왜곡이 보정된 N개의 샘플들을 N-점 고속 푸리에 역변환하여 상기 수신 분배기로 출력하는 N-점 고속 푸리에 역변환기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신장치.

【도면】

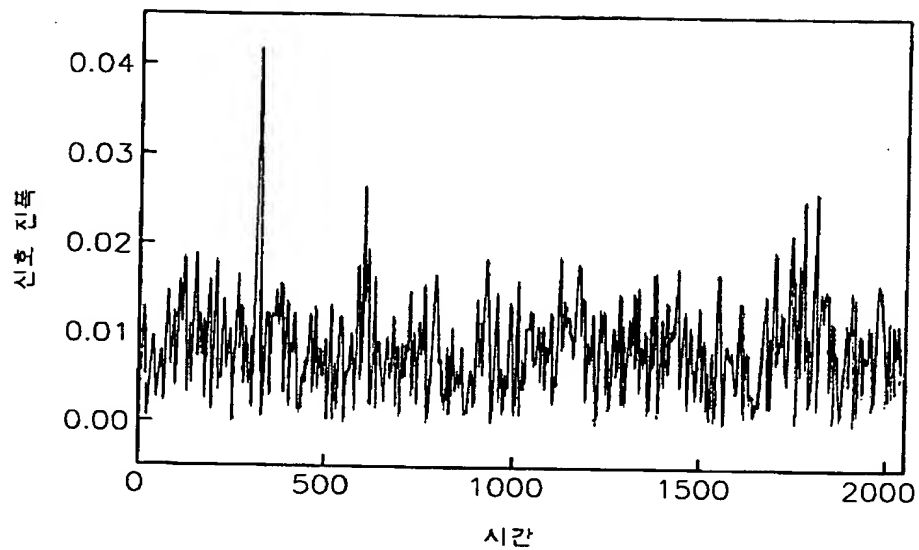
【도 1】



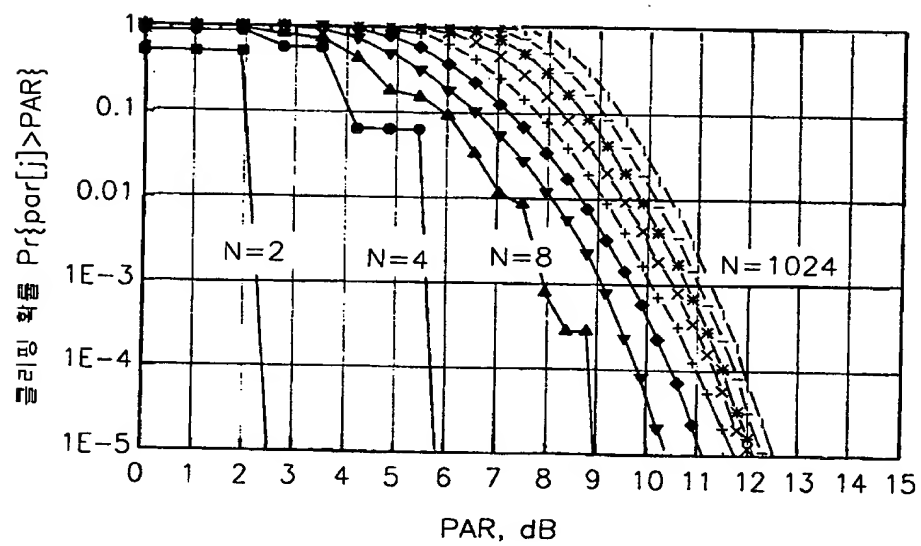
【도 2】



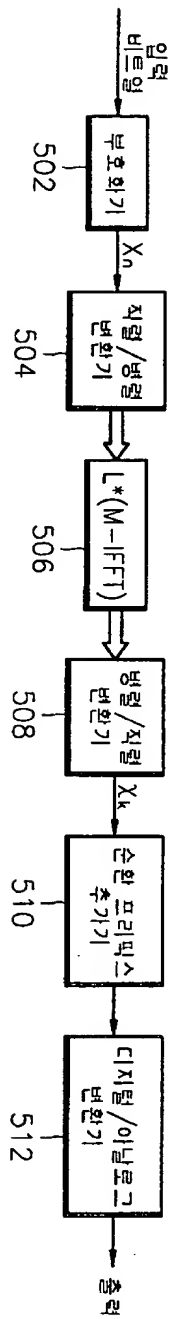
【도 3】



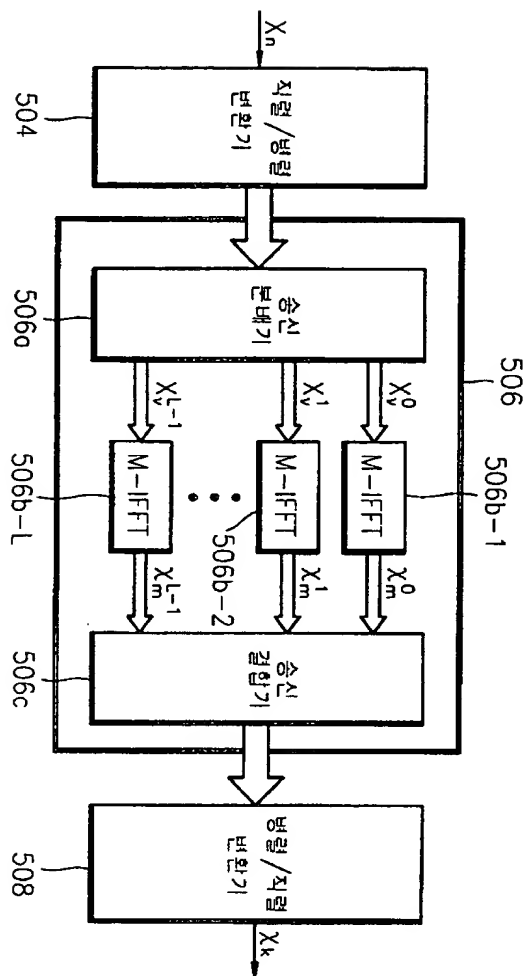
【도 4】



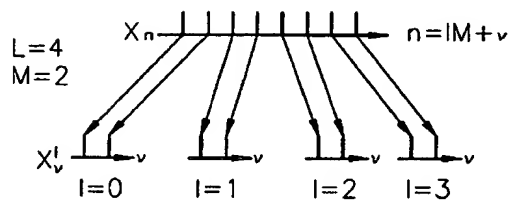
【图 5】



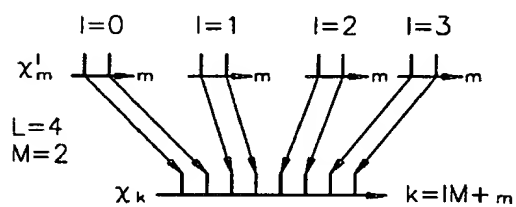
【도 6】



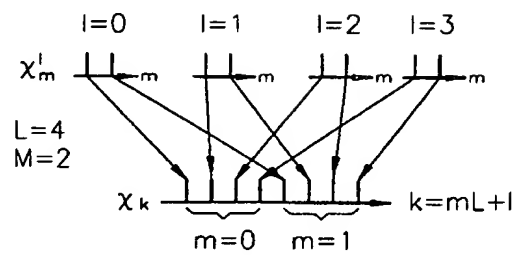
【도 7】



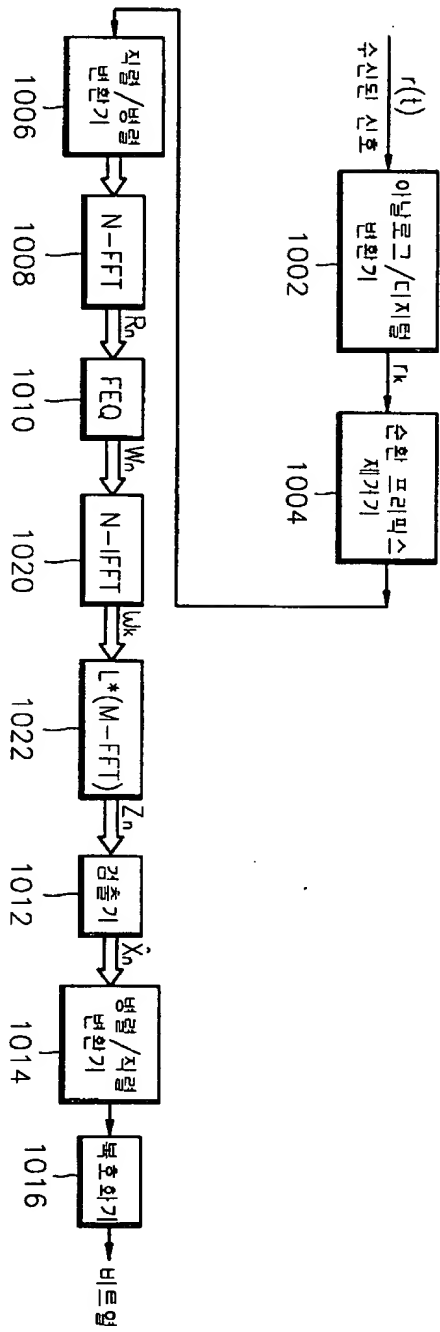
【도 8】



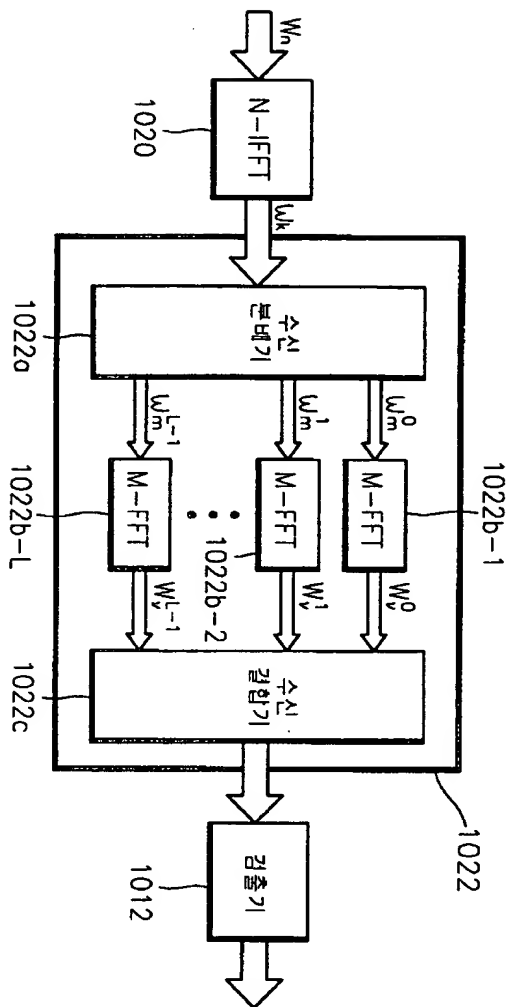
【도 9】



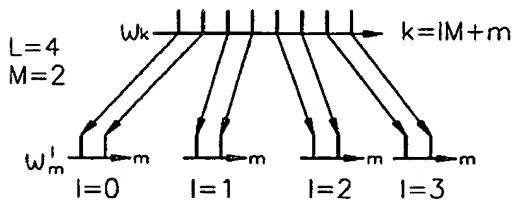
【도 10】



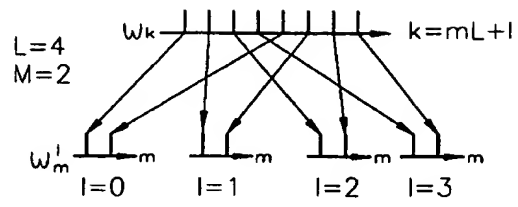
【도 11】



【도 12】



【도 13】



【도 14】

